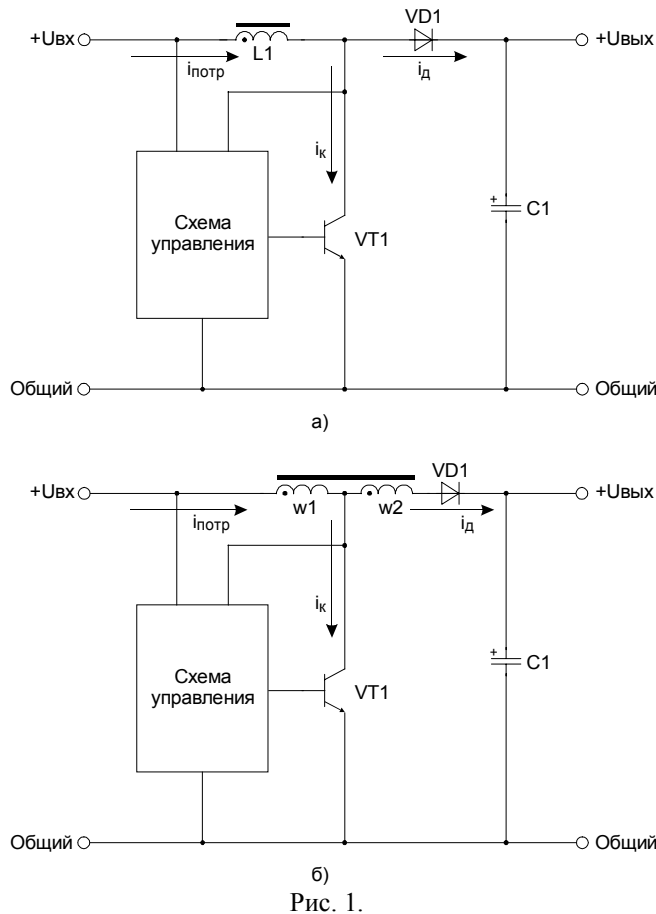


Инженерные расчеты импульсных регуляторов напряжения

Ненахов С.М.
генеральный директор
ООО «ИЦ «АпельсИнн»
Кукаев А.Н.
ведущий инженер
ООО «ИЦ «АпельсИнн»

В импульсных преобразователях напряжения с гальваническим разделением входа и выхода, то есть содержащих высокочастотный трансформатор, одним из основных расчетных параметров является коэффициент трансформации. Варьируя им, можно изменять «загрузку» полупроводниковых элементов (транзисторного ключа и диодного выпрямителя) по току и напряжению, добиваясь их наилучшего сочетания по тому или иному критерию. В преобразователях без гальванической развязки, иначе называемых регуляторами напряжения, аналогичную возможность дает применение дросселя с отводом. В отдельных случаях это может быть единственным выходом из положения, хотя и несколько усложняет и удорожает конструкцию.

Классическая схема импульсного повышающего регулятора напряжения (рис. 1а) применяется, как правило, при отношении выходного напряжения ко входному не более 3...4. Она является частным случаем схемы, в которой ключевой транзистор подключен к отводу дросселя (рис. 1б), и которая может быть использована для получения любых коэффициентов преобразования, превышающих 1.



В установившемся режиме с безразрывным током дросселя (рис. 2) на этапе $[0; t_u]$ открытого состояния транзистора VT1 (диод VD1 закрыт) потребляемый ток нарастает:

$$i_{номп}(t) = i_k(t) = I_{к\ min} + \frac{U_{ex} t}{L_1},$$

а на этапе $[0; t_n]$ закрытого состояния транзистора VT1 (диод VD1 открыт) – спадает:

$$i_{номп}(t) = i_d(t) = I_{d\ max} - \frac{(U_{вых} - U_{ex})t}{L_1 + L_2},$$

где $L = \mu \frac{w^2 S}{l}$ - индуктивность обмотки w , μ - магнитная проницаемость материала сердечника дросселя, а S и l - его площадь сечения и длина средней линии соответственно.

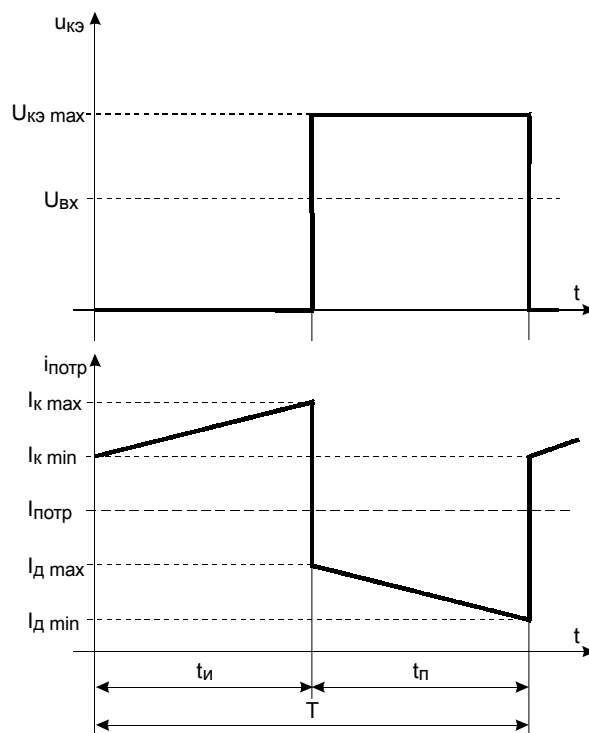


Рис. 2.

При этом очевидно, что

$$I_{к\ min} w_1 = I_{d\ min} (w_1 + w_2) = \left[I_{d\ max} - \frac{(U_{вых} - U_{ex})t_n}{L_1 + L_2} \right] (w_1 + w_2), \text{ а}$$

$$I_{к\ max} w_1 = \left(I_{к\ min} + \frac{U_{ex} t_u}{L_1} \right) w_1 = I_{d\ max} (w_1 + w_2),$$

Приравняв приращения ампер-витков по модулю, получим

$$\frac{U_{ex} t_u}{L_1} w_1 = \frac{(U_{вых} - U_{ex})t_n}{L_1 + L_2} (w_1 + w_2),$$

т.е. квадратное уравнение относительно $n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{w_2}{w_1}$ с учетом того, что $t_n = T - t_u$:

$$n^2 - a(n+1) + 1 = 0,$$

$$\text{где } a = \left(\frac{U_{вых}}{U_{ex}} - 1 \right) (q - 1),$$

(1)

$q = \frac{T}{t_u}$ - скважность импульсов.

Решение этого уравнения

$$n = \frac{a}{2} + \sqrt{\frac{a^2}{4} + a - 1} \quad (2)$$

дает соотношение витков обмоток дросселя при заданных $U_{\text{вых}}$, $U_{\text{ex min}}$, T и $t_{u \text{ max}}$, определяющее максимальные значения напряжений на полупроводниковых приборах:

$$U_{\text{кэ max}} = U_{\text{ex max}} + \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{ex max}}}{n + 1} \quad (3)$$

$$\text{и } U_{\text{д max}} = U_{\text{вых}} + nU_{\text{ex max}}. \quad (4)$$

Конкретные значения L_1 и L_2 (или w_1 и w_2 при выбранном сердечнике) можно определить из выражения для потребляемой мощности:

$$P_{\text{номр}} = U_{\text{ex}} I_{\text{номр}} = \frac{U_{\text{ex}}}{T} \left[\int_0^{t_u} i_{\text{к}}(t) dt + \int_0^{t_n} i_{\text{д}}(t) dt \right].$$

Подставив сюда $i_{\text{к}}(t) = I_{\text{к max}} - \frac{U_{\text{ex}}(t_u - t)}{L_1}$ и $i_{\text{д}}(t) = \frac{I_{\text{к max}}}{n + 1} - \frac{(U_{\text{вых}} - U_{\text{ex}})t}{L_1(n^2 + 1)}$, после

преобразований получим:

$$L_1 = \frac{U_{\text{ex}} t_u}{2} \cdot \frac{1 + \frac{\left(\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ex}}} - 1\right)(q - 1)^2}{n^2 + 1}}{\left(1 + \frac{q - 1}{n + 1}\right) I_{\text{к max}} - \frac{P_{\text{номр}} q}{U_{\text{ex}}}}. \quad (5)$$

Анализ этого выражения показывает, что амплитуда тока через транзистор $I_{\text{к max}}$ не может быть менее значения, достижимого только при $L_1 \Rightarrow \infty$:

$$I_{\text{к max}} \geq \frac{P_{\text{номр}} q}{U_{\text{ex}}} \left(1 + \frac{q - 1}{n + 1}\right)^{-1}. \quad (6)$$

Однако, для обеспечения безразрывности тока дросселя она не должна быть более некоторого значения, которое можно определить из очевидного выражения для граничного режима:

$$P_{\text{номр}} = \frac{U_{\text{ex}}}{T} \left[\int_0^{t_u} I_{\text{к max}} \frac{t}{t_u} dt + \int_0^{t_n} \frac{I_{\text{к max}}}{n + 1} \left(1 - \frac{t}{t_n}\right) dt \right] = \frac{U_{\text{ex}} I_{\text{к max}}}{2q} \left(1 + \frac{q - 1}{n + 1}\right),$$

то есть

$$I_{\text{к max}} \leq \frac{2P_{\text{номр}}}{U_{\text{ex}} q} \left(1 + \frac{q - 1}{n + 1}\right)^{-1}. \quad (7)$$

Пример расчета.

Исходные данные:

$$- U_{\text{ex min}} = 18B, U_{\text{ex max}} = 28B;$$

$$- U_{\text{вых}} = 60B;$$

$$- P_{\text{номр}} = 400Bm;$$

$$- T = 20\text{мкС}, t_{u \text{ max}} = 10\text{мкС}.$$

1. Для $U_{\text{ex}} = U_{\text{ex min}}$ (когда $t_u = t_{u \text{ max}}$) по формуле (1) рассчитываем параметр $a = 2, (3)$, а затем по формуле (2) – соотношение витков обмоток дросселя $n \approx 2,808$.

2. По формуле (3) определяем максимальное напряжение на закрытом транзисторе $U_{\text{кэ max}} \approx 36,4B$, а по формуле (4) – на запортом диоде $U_{\text{д max}} \approx 138,6B$.

3. По формулам (6) и (7) рассчитываем диапазон возможных амплитуд тока через транзистор: $35,2 \leq I_{\kappa \max} \leq 70,4$ [А].

4. Теперь, задавая различные значения амплитуды тока через транзистор $I_{\kappa \max}$, можем рассчитать:

- по формуле (5) - индуктивность обмотки w_1 дросселя $L_1 \approx \frac{90 \cdot 10^{-6}}{I_{\kappa \max} - 35,2}$;
- $I_{\kappa \min} = I_{\kappa \max} - \frac{U_{\text{ex min}} t_{u \max}}{L_1} = 70,4 - I_{\kappa \max}$;
- токи через диод $I_{\delta \max} = \frac{I_{\kappa \max}}{n+1} = \frac{I_{\kappa \max}}{3,808}$ и $I_{\delta \min} = \frac{I_{\kappa \min}}{n+1} = \frac{70,4 - I_{\kappa \max}}{3,808}$;
- суммарную индуктивность обмоток дросселя $L_1 + L_2 = (n^2 + 1)L_1 \approx 8,885L_1$.

Результаты расчетов сведены в таблицу.

Таблица

$I_{\kappa \max}$, А	$I_{\kappa \min}$, А	$I_{\delta \max}$, А	$I_{\delta \min}$, А	L_1 , мкГн	$L_1 + L_2$, мкГн
35,2	35,2	9,24	9,24	∞	∞
40,0	30,4	10,5	7,98	18,75	166,6
45,0	25,4	11,8	6,67	9,184	81,60
50,0	20,4	13,1	5,36	6,081	54,03
55,0	15,4	14,4	4,04	4,545	40,38
60,0	10,4	15,8	2,73	3,629	32,24
65,0	5,40	17,1	1,42	3,020	26,83
70,4	0	18,5	0	2,557	22,72

Далее можно выбрать конкретный вариант, исходя, в частности, из имеющейся в распоряжении разработчика элементной базы.

Предоставим заинтересованному читателю право самому рассчитать для рассматриваемого примера классический вариант повышающего регулятора напряжения (рис. 1а) и сравнить полученные результаты.

Классическая схема импульсного понижающего регулятора напряжения (рис. 3а) применяется, как правило, при выходных напряжениях, довольно близких к минимальному входному. Она является частным случаем схемы, в которой выходной диод подключен к отводу дросселя (рис. 3б), и которая может быть использована для получения любых коэффициентов преобразования, не превышающих 1.

В установившемся режиме с безразрывным током дросселя (рис. 4) на этапе $[0; t_u]$ открытого состояния транзистора VT1 (диод VD1 закрыт) потребляемый ток (он же ток коллектора) нарастает:

$$i_{\text{номр}}(t) = i_{\kappa}(t) = I_{\kappa \min} + \frac{U_{\text{ex}} - U_{\text{былх}}}{L_1 + L_2} t.$$

На этапе $[0; t_n]$ закрытого состояния транзистора VT1 энергия, накопленная в дросселе, сбрасывается в нагрузку через открытый диод VD1, ток через который спадает:

$$i_{\delta}(t) = I_{\delta \max} - \frac{U_{\text{былх}}}{L_2} t.$$

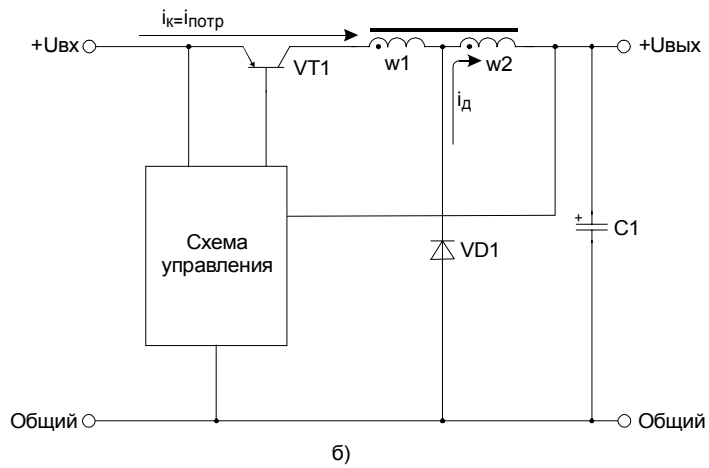
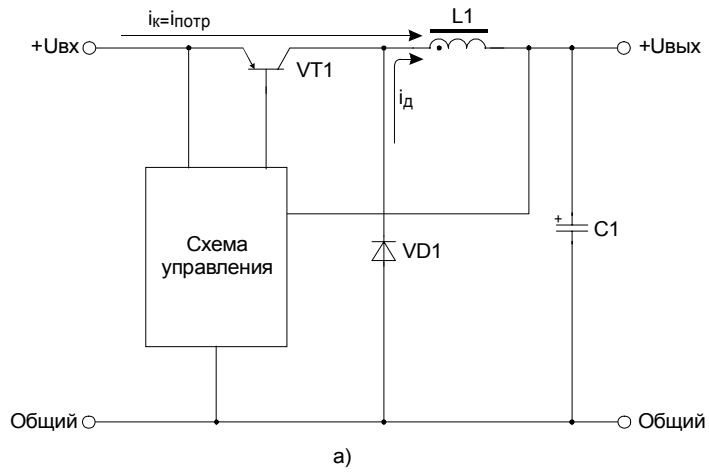
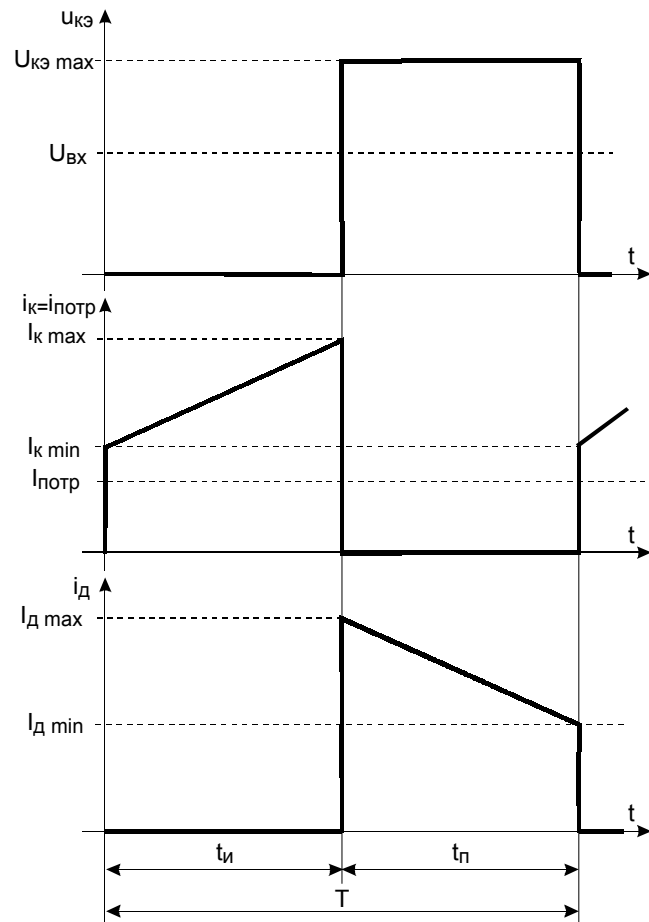


Рис. 3.



Приравняв приращения ампер-витков по модулю, получим:

$$\frac{U_{\text{ex}} - U_{\text{вых}}}{L_1 + L_2} (w_1 + w_2) t_u = \frac{U_{\text{вых}}}{L_2} w_2 t_n,$$

т.е. квадратное уравнение относительно $n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{w_1}{w_2}$ с учетом того, что $t_n = T - t_u$:

$$n^2 - a(n+1) + 1 = 0,$$

по форме совпадающее с уравнением (1) с той разницей, что

$$a = \frac{\frac{U_{\text{ex}}}{U_{\text{вых}}} - 1}{q - 1}. \quad (8)$$

Решение этого уравнения, имеющее вид (2), дает соотношение витков обмоток дросселя при заданных $U_{\text{вых}}$, $U_{\text{ex max}}$, T и $t_{u \text{ min}}$, определяющее максимальные значения напряжений на полупроводниковых приборах:

$$U_{\text{кэ max}} = U_{\text{ex max}} + n U_{\text{вых}} \quad (9)$$

$$\text{и } U_{\text{д max}} = U_{\text{вых}} + \frac{U_{\text{ex max}} - U_{\text{вых}}}{n + 1}. \quad (10)$$

Конкретные значения L_1 и L_2 (или w_1 и w_2 при выбранном сердечнике) можно определить из выражения для потребляемой мощности:

$$P_{\text{номр}} = U_{\text{ex}} I_{\text{номр}} = \frac{U_{\text{ex}}}{T} \int_0^{t_u} i_{\text{к}}(t) dt.$$

Подставив сюда $i_{\text{к}}(t) = I_{\text{к max}} - \frac{U_{\text{ex}} - U_{\text{вых}}}{L_1 + L_2} (t_u - t)$, после преобразований получим:

$$L_2 = \frac{U_{\text{ex}} - U_{\text{вых}}}{2(n^2 + 1)} t_u \left(I_{\text{к max}} - \frac{P_{\text{номр}} q}{U_{\text{ex}}} \right)^{-1}. \quad (11)$$

Анализ того выражения показывает, что амплитуда тока через транзистор $I_{\text{к max}}$ не может быть менее значения, достижимого только при $L_2 \Rightarrow \infty$:

$$I_{\text{к max}} \geq \frac{P_{\text{номр}} q}{U_{\text{ex}}}. \quad (12)$$

Однако, для обеспечения безразрывности тока дросселя она не должна быть более некоторого значения, которое можно определить из очевидного выражения для граничного режима:

$$P_{\text{номр}} = \frac{U_{\text{ex}}}{T} \int_0^{t_u} \frac{I_{\text{к max}}}{t_u} t dt = \frac{U_{\text{ex}}}{2q} I_{\text{к max}},$$

то есть

$$I_{\text{к max}} \leq \frac{2P_{\text{номр}} q}{U_{\text{ex}}}. \quad (13)$$

Пример расчета.

Исходные данные:

- $U_{\text{ex min}} = 18B$, $U_{\text{ex max}} = 36B$;
- $U_{\text{вых}} = 5B$;
- $P_{\text{номр}} = 100Bm$;

- $T = 20 \text{ мкС}$, $t_{u \min} = 10 \text{ мкС}$.

1. Для $U_{\text{ex}} = U_{\text{ex max}}$ (когда $t_u = t_{u \min}$) по формуле (8) рассчитываем параметр $a = 6,2$, а затем по формуле (2) – соотношение витков обмоток дросселя $n \approx 6,948$.

2. По формуле (9) определяем максимальное напряжение на закрытом транзисторе $U_{\text{кз max}} \approx 70,7 \text{ В}$, а по формуле (10) – на запертом диоде $U_{\text{од max}} \approx 8,9 \text{ В}$.

3. По формулам (12) и (13) рассчитываем диапазон возможных амплитуд тока через транзистор: $5, (5) \leq I_{\text{к max}} \leq 11, (1) \text{ [А]}$.

4. Теперь, задавая различные значения амплитуды тока через транзистор $I_{\text{к max}}$, можем рассчитать:

- по формуле (11) – индуктивность обмотки w_2 дросселя $L_2 \approx \frac{3,1456 \cdot 10^{-6}}{I_{\text{к max}} - 5, (5)}$;

- суммарную индуктивность обмоток дросселя $L_1 + L_2 = (n^2 + 1)L_2 \approx 49,2747L_2$;

- $I_{\text{к min}} = I_{\text{к max}} - \frac{U_{\text{ex max}} - U_{\text{од max}}}{L_1 + L_2} t_{u \min} = 11, (1) - I_{\text{к max}}$;

- токи через диод $I_{\text{од max}} = (n + 1)I_{\text{к max}} = 7,948I_{\text{к max}}$ и

$I_{\text{од min}} = (n + 1)I_{\text{к min}} = 7,948[11, (1) - I_{\text{к max}}]$;

Результаты расчетов сведены в таблицу.

$I_{\text{к max}}, \text{ А}$	$I_{\text{к min}}, \text{ А}$	$I_{\text{од max}}, \text{ А}$	$I_{\text{од min}}, \text{ А}$	$L_2, \text{ мкГн}$	$L_1 + L_2, \text{ мкГн}$
5,(5)	5,(5)	44,1(5)	44,1(5)	∞	∞
6,0	5,(1)	47,688	40,623	7,0776	348,75
7,0	4,(1)	55,636	32,675	2,1777	107,31
8,0	3,(1)	63,584	24,727	1,2868	63,407
9,0	2,(1)	71,532	16,779	0,9132	44,998
10,0	1,(1)	79,480	8,831	0,7078	34,877
11,(1)	0	88,3(1)	0	0,5662	27,899

Далее можно выбрать конкретный вариант, исходя, в частности, из имеющейся в распоряжении разработчика элементной базы.

Как и ранее, предоставим заинтересованному читателю право самому рассчитать для рассматриваемого примера классический вариант понижающего регулятора напряжения (рис. 3а) и сравнить полученные результаты.

Приложение.

Из таблиц хорошо видно, что наилучшие результаты получаются при максимальных индуктивностях дросселей.

Индуктивность дросселя постоянного тока на сердечнике с площадью поперечного сечения S и длиной средней линии l , имеющего обмотку с количеством витков w , как известно, определяется выражением

$$L = \mu \frac{w^2 S}{l},$$

где μ - магнитная проницаемость материала сердечника.

Увеличение количества витков, с одной стороны, ведет к увеличению потерь в

обмотке, а с другой стороны, к увеличению напряженности поля в сердечнике $H = \frac{iw}{l}$ (i -

протекающий через обмотку ток) и, следовательно, к уменьшению магнитной

проницаемости. Например, для Мо-пермаллоев (магнитодиэлектрики, используемые для

изготовления кольцевых сердечников) зависимость $\mu(H)$ довольно точно можно считать линейной:

$$\mu = \mu_0 - mH,$$

где μ_0 и m - соответственно начальная магнитная проницаемость (при $H = 0$) и некий коэффициент, определяемые маркой используемого Мо-пермаллоя.

Очевидно, что функция

$$L(w) = \left(\mu_0 - m \frac{iw}{l} \right) \frac{w^2 S}{l}$$

имеет экстремум типа максимум. Значение w^* , при котором $L = L_{\max}$, можно найти из уравнения, которое получится, если приравнять $\frac{\partial L(w)}{\partial w}$ к нулю:

$$\left(2\mu_0 - 3m \frac{iw^*}{l} \right) \frac{w^* S}{l} = 0.$$

Отсюда

$$w^* = \frac{2\mu_0 l}{3mi}.$$

При этом

$$L_{\max} = \frac{4\mu_0^3}{27(m^2)} Sl.$$

Последнее выражение можно использовать для выбора сердечника, если от дросселя требуется определенная индуктивность $L_{\text{треб}}$ при токе i :

$$\frac{4\mu_0^3}{27m^2} Sl \geq i^2 L_{\text{треб}}.$$

Выбрав сердечник, необходимо оценить перегрев дросселя, определяемый потерями мощности в нем, которые складываются из потерь в активном сопротивлении провода обмотки и потерь в сердечнике (на перемагничивание). Практикой установлено, что в первом приближении провод для обмотки дросселя можно выбирать из условия обеспечения плотности тока ($A/\text{мм}^2$) не более 11 для сердечников К10...К13 и не более 4,5 для сердечников размером порядка К20. При этом для малых сердечников оптимальные количества витков (w^*) оказываются, как правило, больше максимально допустимых, определяемых потерями.